

**BEST AVAILABLE COPY**

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-164946

(43)Date of publication of application : 07.06.2002

(51)Int.Cl.

H04L 27/22

G06F 11/10

H03M 13/41

H04L 1/00

(21)Application number : 2000-358854

(71)Applicant : HITACHI KOKUSAI ELECTRIC INC

(22)Date of filing : 27.11.2000

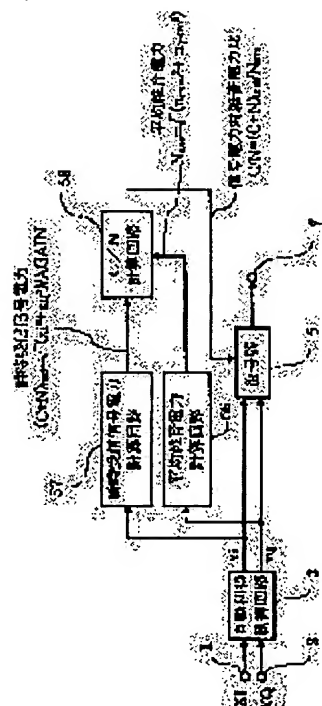
(72)Inventor : KUWABARA MUNEMITSU  
ONISHI MAKOTO

### (54) DECODING CIRCUIT

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To solve a problem of a conventional decoding circuit that has sometimes selected an erroneous path when the C/N is small because the conventional decoding circuit provides a constant metric independently of the C/N since the metric of decoded information depends on the quantity of the C/N.

**SOLUTION:** The C/N of a signal whose received amplitude is corrected is measured and a value  $a \times mb$  that results from multiplying a correction value ( $a$ ) with a branch metric  $mb$  is used for a new branch metric, and when the C/N is low, a contribution rate of the branch metric to a state metric is decreased and a weight is provided to a past state metric to select a path.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-164946

(P2002-164946A)

(43) 公開日 平成14年6月7日 (2002.6.7)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マ-ト* (参考)
H 0 4 L 27/22		G 0 6 F 11/10	3 3 0 N 5 B 0 0 1
G 0 6 F 11/10	3 3 0	H 0 3 M 13/41	5 J 0 6 5
H 0 3 M 13/41		H 0 4 L 1/00	B 5 K 0 0 4
H 0 4 L 1/00		27/22	A 5 K 0 1 4

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2000-358854(P2000-358854)

(22) 出願日 平成12年11月27日 (2000. 11. 27)

(71) 出願人 000001122

株式会社日立国際電気

東京都中野区東中野三丁目14番20号

(72) 発明者 桑原 宗光

東京都小平市御幸町32番地 株式会社日立  
国際電気小金井工場内

(72) 発明者 大西 誠

東京都小平市御幸町32番地 株式会社日立  
国際電気小金井工場内

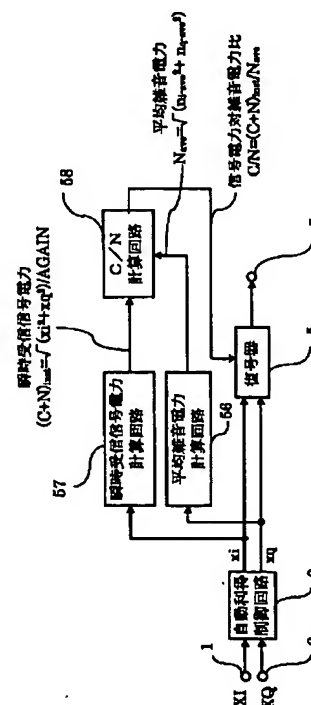
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 復号回路

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 復号される情報のメトリックはC/Nの大小で変化するので、C/Nの大きさによらず一定のメトリックを与える従来方式では、C/Nが小さい場合には、誤ったパス選択がされることがある。

【解決手段】 受信振幅値を振幅補正した信号のC/Nを測定して、枝メトリックmbに補正係数aを掛けた値 $a \times mb$ を枝メトリックとし、C/Nが低い場合、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくして、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交変調波信号を受信し、受信した信号を用いて軟判定復号を行なう復号回路において、前記受信信号の信号電力対雑音電力比C/Nを求めるC/N計算回路を有し、

求めた該信号電力対雑音電力比C/Nが所定の値より小さい場合には、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくして、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行うことを特徴とする復号回路。

【請求項2】 直交変調波信号を受信し、受信した信号の受信信号を用いて軟判定復号を行なう復号回路において、

前記受信信号の同相成分XIと直交成分XQとをそれぞれ振幅補正する自動利得制御回路と、

前記受信信号から信号電力対雑音電力比C/Nを求めるC/N計算部と、

前記振幅補正された信号の受信点と識別点とのユークリッド距離である枝メトリックmbを求め、時刻t=n-1での生き残りパスの状態メトリックに時刻t=nの枝メトリックを加算して時刻t=nでの状態メトリックを求め、その中で、一番低い値の状態メトリックを時刻t=nでの生き残りパスとし、時刻t=Lまで繰り返し、時刻t=Lの生き残りパスを選択して復号する復号器とを有し（nは正整数、Lは1以上の整数）、

前記C/N計算部によって求められた前記信号電力対雑音電力比C/Nの値が第1の所定数CN<sub>1</sub>より大きい場合には、前記枝メトリックmbをそのまま使用し、

前記信号電力対雑音電力比C/Nの値が第2の所定数CN<sub>0</sub>より小さい場合には、枝メトリックの最大値mb<sub>max</sub>で割った値mb/mb<sub>max</sub>を枝メトリックmbとし、

前記信号電力対雑音電力比C/Nの値が第1の所定数CN<sub>1</sub>より小さく、かつ、第2の所定数CN<sub>2</sub>より大きい場合には、前記枝メトリックmbに、前記信号電力対雑音電力比C/Nに応じて所定の変化をする補正係数a'を乗算した値を枝メトリックスとして使用することを特徴とする復号回路。

【請求項3】 請求項2記載の復号回路において、前記補正係数a'は

【数1】

$$a' = \frac{(1 - \frac{1}{mb_{max}})}{(CN_1 - CN_0)} \times CN + 1 - \frac{(1 - \frac{1}{mb_{max}})}{(1 - \frac{CN_0}{CN_1})}$$

となる値であることを特徴とする復号回路。

【請求項4】 請求項2または請求項3のいずれかに記載の復号回路において、前記C/N計算部は、

前記受信信号の同相成分XIと直交成分XQとをそれぞれ振幅補正する自動利得制御回路と、

該自動利得制御回路によって振幅補正された信号の同相成分xiと直交成分xqの振幅値から平均雑音電力N<sub>ave</sub>を求

める平均雑音電力計算回路と、

前記振幅補正された信号の同相成分xiと直交成分xqの振幅値から瞬時受信信号電力(C+N)<sub>inst</sub>を求める瞬時受信信号電力計算回路と、

該瞬時受信信号電力計算回路によって求められた瞬時受信信号電力(C+N)<sub>inst</sub>と、前記平均雑音電力N<sub>ave</sub>との比(C+N)<sub>inst</sub>/N<sub>ave</sub>から信号電力対雑音電力比C/Nを求めるC/N計算回路とを有することを特徴とする復号回路。

【請求項5】 請求項4記載の復号回路において、前記平均雑音電力計算回路は、

前記自動利得制御回路によって振幅補正された信号の振幅値から識別値を引いて雑音成分を求める減算器と、

該減算器によって求められ雑音成分を所定期間累積して、同相成分の平均値n<sub>i-ave</sub>と直交成分の平均値n<sub>q-ave</sub>とを求める累積器と、

該累積器によって求められた平均値n<sub>i-ave</sub>とn<sub>q-ave</sub>を自乗加算する自乗加算手段と、

該自乗加算手段によって自乗加算された値の平方根を求め、平均雑音電力N<sub>ave</sub>=√(n<sub>i-ave</sub><sup>2</sup>+n<sub>q-ave</sub><sup>2</sup>)を求める平均雑音電力計算回路とを有することを特徴とする復号回路。

【請求項6】 請求項4記載の復号回路において、前記瞬時受信信号電力計算回路は、

前記自動利得制御回路によって振幅補正された信号の振幅値を自乗平均する自乗平均手段と、

該自乗平均手段によって自乗平均された値と前記自動利得制御回路の利得AGAINとの比から、瞬時受信信号電力(C+N)<sub>inst</sub>=√(xi<sup>2</sup>+xq<sup>2</sup>)/AGAINを求める瞬時受信信号電力計算回路とを有することを特徴とする復号回路。

【請求項7】 直交変調波信号を受信し、該受信信号の受信振幅値を補正する自動利得制御回路と、

該自動利得制御回路によって振幅補正した信号の同相成分xiから第1の識別値diを識別する第1の識別器と、

前記振幅補正した信号の同相成分xiから前記第1の識別値diを減算する第1の減算器と、

該第1の減算器が減算した値の絶対値を求める第1の絶対値回路と、

該第1の絶対値回路が求めた絶対値を累積加算する第1の累積器と、

該第1の累積器の累積した値の所定ビットごとの平均値を求める第1の除算回路と、

該所定ビットごとに、前記第1の除算回路の出力を保存する第1のラッチと、

該第1のラッチ出力を自乗する第1の自乗回路と、

前記自動利得制御回路によって振幅補正した信号の直交成分xqから第2の識別値dqを識別する第2の識別器と、

前記振幅補正した信号の直交成分xqから前記第2の識別値dqを減算する第2の減算器と、

該第2の減算器が減算した値の絶対値を求める第2の絶

対値回路と、  
 該第2の絶対値回路が求めた絶対値を累積加算する第2の累積器と、  
 該第2の累積器の累積した値の所定ビットごとの平均値を求める第2の除算回路と、  
 該所定ビットごとに、前記第2の除算回路の出力を保存する第2のラッチと、  
 該第2のラッチ出力を自乗する第2の自乗回路と、  
 前記第1の自乗回路の出力値と前記第2の自乗回路の出力値とを加算する第1の加算回路と、  
 該第1の加算回路が加算した値の平方根を求める第1の平方根回路と、  
 前記振幅補正した信号の同相成分 $x_i$ を所定ビットシフトする第1のシフトレジスタと、  
 該第1のシフトレジスタの出力値を自乗する第3の自乗回路と、  
 前記振幅補正した信号の直交成分 $x_q$ を前記所定ビットシフトする第2のシフトレジスタと、  
 該第2のシフトレジスタの出力値を自乗する第4の自乗回路と、  
 前記第3の自乗回路の出力値と該第4の自乗回路の出力値を加算する第2の加算回路と、  
 該第2の加算回路出力値の平方根を求める第2の平方根回路と、  
 該第2の平方根回路の出力値と、自動利得制御回路の利得 $again$ との比を求める第3の除算回路と、  
 該第3の除算回路の出力値と、前記第1の平方根回路の出力値との比を求める第4の除算回路とを備え、  
 前記振幅補正した信号の振幅値を用いて軟判定復号を行う際に、前記第4の除算回路の出力に応じて枝メトリックの値を補正することを特徴とする復号回路。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は復号回路に関するものである。

#### 【0002】

【従来の技術】従来の復号回路について、図9～図11を用いて説明する。図9は従来の復号回路の構成を示すブロック図である。1は受信信号である直交変調波信号の同相成分 $X_I$ の入力端子、2は受信信号である直交変調波信号の直交成分 $X_Q$ の入力端子、5は復号器、7は復号信号を出力する出力端子である。図9において、復号器5は、入力端子1から与えられる直交変調波信号の同相成分 $X_I$ と、入力端子2から与えられる直交変調波信号の直交成分 $X_Q$ とを用いて軟判定復号を行う。復号された信号は出力端子7を介して出力される。

【0003】次に図10を使って、図9に示した復号回路に入力する受信信号の入力情報系列を復号する動作について説明する。図10は入力情報系列の復号動作を説明するためのトレリス線図である。まず受信信号の受信

点と識別点とのユークリッド距離を枝メトリックと呼び、枝メトリックを積算したものを状態メトリックと呼ぶ。トレリス線図とは、復号した入力情報系列の状態遷移の時間的変化を表現したものである。各時刻ごとの状態遷移はそれぞれパスで接続されている。更に、生き残りパス26を太い実線とし、非生き残りパスを破線と細い実線で示している。

【0004】任意の時刻 $t=n$ における各状態( $S_{00}$ ,  $S_{10}$ ,  $S_{01}$ ,  $S_{11}$ の4状態)からは、後方の4状態に向けて接続される可能性のパスが4本ある。しかし、生き残りパスの状態メトリック(時刻 $t=n-1$ )に枝メトリック(時刻 $t=n$ )の値を加算(各パスにパスごとの重みを全て加算する)して時刻 $t=n$ での状態メトリックを求め、その中で状態メトリックの値が一番低い1本のパスを、その時刻までの生き残りパスとして選択して残す( $n$ は正整数)。これを最後の時刻 $t=L$ (図10では $L=7$ )まで繰り返す。これにより、最後の時刻には、状態メトリックの値が最も小さいパスを生き残りパスとして選択し( $L$ は1以上の大きさの整数)、復号する。

【0005】図11を使ってパスの選択を説明する。図11は信号電力対雑音電力比(以降、 $C/N$ と称する)が小さい場合の受信点を表すI-Q座標平面図である。時刻 $t=n$ において、信号Cに雑音Nが加わってできる受信点 $C+N$ を考える。信号C側の識別点28(座標( $x_0$ ,  $x_1$ ))に対する枝メトリック $mb(0)$ と、識別点29(座標( $-x_0$ ,  $-x_1$ ))に対する枝メトリック $mb(1)$ を考え、次の時刻 $t=n+1$ では、“ $t=n$ での状態 $S_{00}$ の状態メトリック”+“枝メトリック $mb(0)$ ”と、“ $t=n$ での状態 $S_{01}$ の状態メトリック”+“枝メトリック $mb(1)$ ”の値の小さい方のパスが選択され、 $t=n+1$ での状態 $S_{00}$ の状態メトリックは小さい方の値となる。

#### 【0006】

【発明が解決しようとする課題】前述の従来技術では、状態メトリックはその時点までの枝メトリックを積算したものであり、 $C/N$ の大小にかかわらず、等重みで枝メトリックを積算している。しかし情報の確からしさ(メトリック)は $C/N$ の大小で変化するので、 $C/N$ の大きさによらず一定のメトリックを与える従来方式では、 $C/N$ が小さい場合には、誤ったパス選択がされることがあるという欠点があった。本発明の目的は、上記の欠点を除去し、 $C/N$ が小さい場合には、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくし、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行い、 $C/N$ が小さい場合にも正しいパス選択ができる復号器を提供することにある。

#### 【0007】

【課題を解決するための手段】上記の問題点を解決するため、本発明の復号回路は、直交変調波信号の受信振幅値を振幅補正した信号の $C/N$ を測定して、枝メトリック $mb$ の値に基いて所定の補正係数 $a$ を乗算した値を枝メトリックスとする。更に本発明の復号回路は、 $C/N$ が低い場

合には、補正係数 $a$ を乗算することによって枝メトリックの値を小さくし、過去の状態メトリックの値を支配的にする。以上の結果、 $C/N$ が低い場合、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくして、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行うことができる復号回路を実現した。

【0008】即ち、本発明の復号回路は、直交変調波信号を受信し、受信した信号を用いて軟判定復号を行なう復号回路において、受信信号の信号電力対雑音電力比 $C/N$ を求める $C/N$ 計算回路を有し、求めた信号電力対雑音電力比 $C/N$ が所定の値より小さい場合には、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくして、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行うものである。また、本発明の復号回路は、直交変調波信号を受信し、受信した信号の受信信号を用いて軟判定復号を行なう復号回路において、受信信号の同相成分 $XI$ と直交成分 $XQ$ とをそれぞれ振幅補正する自動利得制御回路と、受信信号から信号電力対雑音電力比 $C/N$ を求める $C/N$ 計算部と、振幅補正された信号の受信点と識別点とのユークリッド距離である枝メトリック $mb$ を求め、時刻 $t=n-1$ での生き残りパスの状態メトリックに時刻 $t=n$ の枝メトリックを加算して時刻 $t=n$ での状態メトリックを求め、その中で、一番低い値の状態メトリックを時刻 $t=n$ での生き残りパスとし、時刻 $t=L$ まで繰り返し、時刻 $t=L$ の生き残りパスを選択して復号する復号器とを有し（ $n$ は正整数、 $L$ は1以上の整数）、 $C/N$ 計算部によって求められた信号電力対雑音電力比 $C/N$ の値が第1の所定数 $CN_1$ より大きい場合には、枝メトリック $mb$ をそのまま使用し、信号電力対雑音電力比 $C/N$ の値が第2の所定数 $CN_0$ より小さい場合には、枝メトリックの最大値 $mb_{max}$ で割った値 $mb/mb_{max}$ を枝メトリック $mb$ とし、信号電力対雑音電力比 $C/N$ の値が第1の所定数 $CN_1$ より小さく、かつ、第2の所定数 $CN_2$ より大きい場合には、枝メトリック $mb$ に、信号電力対雑音電力比 $C/N$ に応じて所定の変化をする補正係数 $a'$ を乗算した値を枝メトリックスとして使用するものである。更にまた、補正係数 $a'$ として、

【数2】

$$a' = \frac{(1 - \frac{1}{mb_{max}})}{(CN_1 - CN_0)} \times CN + 1 - \frac{(1 - \frac{1}{mb_{max}})}{(1 - \frac{CN_0}{CN_1})}$$

となる値を乗算した値を枝メトリックスとして使用するものである。

【0009】このため本発明の復号回路の $C/N$ 計算部は、受信信号の同相成分 $XI$ と直交成分 $XQ$ とをそれぞれ振幅補正する自動利得制御回路と、自動利得制御回路によって振幅補正された信号の同相成分 $xi$ と直交成分 $xq$ の振幅値から平均雑音電力 $N_{ave}$ を求める平均雑音電力計算回路と、振幅補正された信号の同相成分 $xi$ と直交成分 $xq$ の振幅値から瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst}$ を求める瞬時

受信信号電力計算回路と、瞬時受信信号電力計算回路によって求められた瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst}$ と、平均雑音電力 $N_{ave}$ との比 $(C+N)_{inst}/N_{ave}$ から信号電力対雑音電力比 $C/N$ を求める $C/N$ 計算回路とを有する。また本発明の復号回路の平均雑音電力計算回路は、自動利得制御回路によって振幅補正された信号の振幅値から識別値を引いて雑音成分を求める減算器と、減算器によって求められ雑音成分を所定期間累積して、同相成分の平均値 $n_{i-ave}$ と直交成分の平均値 $n_{q-ave}$ とを求める累積器と、累積器によって求められた平均値 $n_{i-ave}$ と $n_{q-ave}$ を自乗加算する自乗加算手段と、自乗加算手段によって自乗加算された値の平方根を求め、平均雑音電力 $N_{ave} = \sqrt{(n_{i-ave}^2 + n_{q-ave}^2)}$ を求める平均雑音電力計算回路とを有する。また本発明の復号回路の瞬時受信信号電力計算回路は、自動利得制御回路によって振幅補正された信号の振幅値を自乗平均する自乗平均手段と、自乗平均手段によって自乗平均された値と自動利得制御回路の利得 $AGAIN$ との比から、瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst} = \sqrt{(xi^2 + xq^2) / AGAIN}$ を求める瞬時受信信号電力計算回路とを有する。

【0010】更に、本発明の復号回路は、直交変調波信号を受信し、受信信号の受信振幅値を補正する自動利得制御回路と、自動利得制御回路によって振幅補正した信号の同相成分 $xi$ から第1の識別値 $di$ を識別する第1の識別器と、振幅補正した信号の同相成分 $xi$ から第1の識別値 $di$ を減算する第1の減算器と、第1の減算器が減算した値の絶対値を求める第1の絶対値回路と、第1の絶対値回路が求めた絶対値を累積加算する第1の累積器と、第1の累積器の累積した値の所定ビットごとの平均値を求める第1の除算回路と、所定ビットごとに、第1の除算回路の出力を保存する第1のラッチと、第1のラッチ出力を自乗する第1の自乗回路と、自動利得制御回路によって振幅補正した信号の直交成分 $xq$ から第2の識別値 $dq$ を識別する第2の識別器と、振幅補正した信号の直交成分 $xq$ から第2の識別値 $dq$ を減算する第2の減算器と、第2の減算器が減算した値の絶対値を求める第2の絶対値回路と、第2の絶対値回路が求めた絶対値を累積加算する第2の累積器と、第2の累積器の累積した値の所定ビットごとの平均値を求める第2の除算回路と、所定ビットごとに、第2の除算回路の出力を保存する第2のラッチと、第2のラッチ出力を自乗する第2の自乗回路と、第1の自乗回路の出力値と第2の自乗回路の出力値とを加算する第1の加算回路と、第1の加算回路が加算した値の平方根を求める第1の平方根回路と、振幅補正した信号の同相成分 $xi$ を所定ビットシフトする第1のシフトレジスタと、第1のシフトレジスタの出力値を自乗する第3の自乗回路と、振幅補正した信号の直交成分 $xq$ を所定ビットシフトする第2のシフトレジスタと、第2のシフトレジスタの出力値を自乗する第4の自乗回路と、第3の自乗回路の出力値と第4の自乗回路の出力値

を加算する第2の加算回路と、第2の加算回路出力値の平方根を求める第2の平方根回路と、第2の平方根回路の出力値と、自動利得制御回路の利得AGAINとの比を求める第3の除算回路と、第3の除算回路の出力値と、第1の平方根回路の出力値との比を求める第4の除算回路とを備え、振幅補正した信号の振幅値を用いて軟判定復号を行う際に、第4の除算回路の出力に応じて枝メトリックの値を補正するものである。

$$a = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & : CN_1 < C/N \\ a' & : CN_0 \leq C/N \leq CN_1 \\ \frac{1}{mb_{max}} & : C/N < CN_0 \end{array} \right\} \dots\dots\dots \text{式(1)}$$

但し  $CN_0 < CN_1$ 、 $1/mb_{max} < a' < 1$ 、 $mb_{max}$  は  $mb$  の最大値

【0012】以下、本発明の一実施例を図1によって説明する。図1は本発明の復号回路の構成を示すブロック図である。1は受信信号である直交変調波信号の同相成分XIの入力端子、2は受信信号である直交変調波信号の直交成分XQの入力端子、3は自動利得制御回路、5は復号器、56は平均雑音電力計算回路、57は瞬時受信信号電力計算回路、58はC/N計算回路、7は復号信号を出力する出力端子である。

【0013】図1において、自動利得制御回路3は、入力端子1と2からそれぞれ与えられる直交変調波信号の同相成分XIと直交成分XQの振幅をそれぞれを振幅補正して、平均雑音電力計算回路56と瞬時受信信号電力計算回路57とにそれぞれ与える。平均雑音電力計算回路56は振幅補正された信号の振幅値から平均雑音電力 $N_{ave}$ を求めC/N計算回路58に与える。瞬時受信信号電力計算回路57は振幅補正された信号の振幅値から瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst}$ を求め、C/N計算回路58に与える。C/N計算回路58は、入力された瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst}$ と平均雑音電力 $N_{ave}$ との比 $(C+N)_{inst}/N_{ave}$ からC/Nを求め、復号器5に与える。

【0014】復号器5には、別に、自動利得制御回路3から、入力直交変調波信号の同相成分XIと直交成分XQの振幅をそれぞれについて振幅補正された信号が与えられている。復号器5は式(1)で示した計算を行い、枝メトリックの補正を行って軟判定復号し、復号された信号は出力端子7を介して出力される。このようにしてC/Nが小さい場合、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくして、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行う。

【0015】図1で用いた平均雑音電力計算回路56の一実施例を、図2を用いて説明する。図2は平均雑音電力計算回路56の一実施例の構成を示すブロック図である。30は識別値di生成部、31は識別値dq生成部、50と51は減算器、32と33は絶対値回路、34と35は累積器、53と54は

【0011】

【発明の実施の形態】本発明の復号回路は、直交変調波信号の受信振幅値を振幅補正した信号のC/Nを測定して、枝メトリックmbに次の式(1)で与えられる補正係数aを掛けた値 $a \times mb$ を枝メトリックとし、C/Nが小さい場合は、枝メトリックの値を小さくし、過去の状態メトリックの値を支配的にする。

【数3】

除算回路、36と37はラッチ、38と39は自乗回路、42は加算回路、44は平方根回路、55は累積数M生成部、61と62は累積レジスタ、59と60は加算器である。累積器34は累積レジスタ61と加算器59とからなり、累積器35は累積レジスタ62と加算器60とからなっている。

【0016】図2において、識別値di生成部30は識別値diを生成し減算器50の減算入力側端子に与える。また直交変調波信号の同相成分XIが減算器50の加算入力端子側に与えられる。同様に、識別値qi生成部31は識別値qiを生成し減算器51の減算入力側端子に与える。また直交変調波信号の直交成分XQが減算器51の加算入力端子側に与えられる。減算器50は入力された同相成分XIから識別値diを減算し、雑音成分 $ni$  ( $ni = XI - di$ )を出力し、絶対値回路32に与える。同様に、減算器51は入力された直交成分XQから識別値dqを減算し、雑音成分 $nq$  ( $nq = XQ - dq$ )を出力し、絶対値回路33に与える。絶対値回路32は同相成分の雑音成分 $ni$ の絶対値 $|ni|$ を求め、累積器34に与え、また同様に、絶対値回路33は直交成分の雑音成分 $nq$ の絶対値 $|nq|$ を求め、累積器35に与える。

【0017】次に、同相成分と直交成分とについて、それぞれ平均値を求めるが、デジタル変調信号は通常、信号平面(I-Q平面)の原点に対して点対称に信号点が配置されるので、そのまま平均すると平均値は0になってしまう。そこで、同相成分、直交成分のそれぞれの絶対値を求めた後に平均を取る。これによって、信号平面上の各信号点は全て、第1象限(同相成分I、直交成分Qとも正極性)に移され、平均値が求められる。

【0018】即ち、絶対値回路32と33は、雑音成分 $ni$ と $nq$ の絶対値 $|ni|$ と $|nq|$ をそれぞれ出力し、累積器34と35は雑音成分の絶対値を、それぞれ、M回累積加算して次の式(2)で表す累積値 $n_{i-total}$ と $n_{q-total}$ とを出力する。

【数4】

$$\left. \begin{aligned} n_{i-total} &= (|n_{i0}| + |n_{i1}| + \dots + |n_{iM-1}|) \\ n_{q-total} &= (|n_{q0}| + |n_{q1}| + \dots + |n_{qM-1}|) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots \text{式(2)}$$

【0019】累積器は動作クロック $f_{CLK}$  (Hz) で動作し、雑音成分をM回累積するのに $M/f_{CLK}$  (sec) かかるとする。除算回路53と54は累積値 $n_{i-total}$ と $n_{q-total}$ を累

積数Mで割り、平均値 $n_{i-avg}$ と $n_{q-avg}$ とを出力する。式(3)は平均値 $n_{i-avg}$ と $n_{q-avg}$ とを求める計算式である。

【数5】

$$\left. \begin{aligned} n_{i-avg} &= (|n_{i0}| + |n_{i1}| + \dots + |n_{iM-1}|) / M \\ n_{q-avg} &= (|n_{q0}| + |n_{q1}| + \dots + |n_{qM-1}|) / M \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots \text{式(3)}$$

【0020】累積器34の出力は除算回路53に与えられ、累積器35の出力は除算回路54に与えられる。除算回路53と除算回路54には、別に、累積数M生成部55から出力される係数Mが与えられ、それぞれ係数Mによって同相成分の平均値 $n_{i-avg}$ と直交成分の $n_{q-avg}$ とが求められ、それぞれラッチ36と37とに与えられる。ラッチ36と37とはそれぞれ、Mビット毎に平均値 $n_{i-avg}$ と $n_{q-avg}$ を保存し、自乗回路38と39とにそれぞれ与える。自乗回路38と39は、それぞれ、ラッチ36と37の出力を自乗し、 $n_{i-avg}^2$ と $n_{q-avg}^2$ を出力し、加算回路42に与える。加算回路42は、入力された自乗値 $n_{i-avg}^2$ と $n_{q-avg}^2$ を加算し、 $n_{i-avg}^2 + n_{q-avg}^2$ を出力し、平方根回路44に与える。

【0021】平方根回路44は、加算回路42の出力 $n_{i-avg}^2 + n_{q-avg}^2$ の平方根を取り、式(4)によって平均雑音電力を求め、出力端子73を介して出力する。

【数6】

$$N_{avg} = \sqrt{n_{i-avg}^2 + n_{q-avg}^2} \dots\dots\dots \text{式(4)}$$

【0022】図1で用いた瞬時受信信号電力計算回路57の一実施例を図3によって説明する。図3は瞬時受信信号電力計算回路57の一実施例の構成を示すブロック図である。46と47はシフトレジスタ、40と41は自乗回路、43は加算回路、45は平方根回路、48は除算回路、52は自動利得制御回路の利得である。平均雑音電力計算回路56の累積加算動作は、雑音成分をM回累積するのに $M/f_{CLK}$  (sec) の時間がかかるので、これとタイミングを合わせるため、振幅補正した信号の振幅値 $x_i$ 、 $x_q$ をMビットシフトするシフトレジスタ46と47を、動作クロック $f_{CLK}$  (Hz) で動作させる。

【0023】自乗回路40はシフトレジスタ46の出力を自乗して、自乗値 $x_i^2$ を加算回路43に与える。また自乗回路41はシフトレジスタ47の出力を自乗して、自乗値 $x_q^2$ を加算回路43に与える。加算回路43は自乗回路40と41の出力を加算し、加算値 $x_i^2 + x_q^2$ を加平方根回路45に与える。平方根回路45は加算回路43の出力 $(x_i^2 + x_q^2)$ の平方根を取り、平方根の値 $\sqrt{(x_i^2 + x_q^2)}$ を出力する。除算回路48は平方根回路45の出力 $\sqrt{(x_i^2 + x_q^2)}$ を自動利得制御回路の利得AGAINで割り、割った値を瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst}$ とする。即ち、

$$(C+N)_{inst} = \sqrt{(x_i^2 + x_q^2)} / \text{AGAIN}$$

を算出して、出力する。この平方根回路45の出力 $\sqrt{(x_i^2 + x_q^2)}$ を自動利得制御回路3の利得AGAINで割るのは、自動利得制御回路3で受信振幅値が利得AGAIN倍されているからである。

【0024】図1で用いたC/N計算回路の一実施例を図4によって説明する。図4は、本発明のC/N計算回路の一実施例の構成を示すブロック図である。49は除算回路である。除算回路49は瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst} = \sqrt{(x_i^2 + x_q^2)} / \text{AGAIN}$ を平均雑音電力 $N_{ave} = \sqrt{(n_{i-avg}^2 + n_{q-avg}^2)}$ で割り、信号電力対雑音電力比C/Nを出力する。即ち、

$$C/N = (C+N)_{inst} / N_{ave} = (\sqrt{(x_i^2 + x_q^2)} / \text{AGAIN}) / \sqrt{(n_{i-avg}^2 + n_{q-avg}^2)}$$

【0025】本発明の復号回路の動作タイミングを図5によって説明する。図5は、本発明の復号回路の一実施例の動作タイミングを示す図である。上述の図4のように、C/Nは、雑音成分をM回累積し、これから平均雑音電力 $N_{ave}$ を求め、そして瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst}$ との比から求められる。ところが平均雑音電力 $N_{ave}$ は、雑音成分のM個目で初めて決まるから、M-1個目まではC/Nを求めることができない。そこで時刻 $t=n-1$ の期間に雑音成分の累積値から求めた平均雑音電力 $N_{ave}$ は、ラッチを用いて次の時刻 $t=n$ の期間その値を保持しておく。そして時刻 $t=n-1$ の瞬時受信信号電力 $(C+N)_{inst}$ は1時刻の期間だけ遅らせる。その結果時刻 $t=n$ において、時刻 $t=n-1$ の各C/Nを求めることができる。つまり雑音成分の累積計算と平均雑音電力 $N_{ave}$ の計算は時刻 $t=n-1$ の期間で行い、各C/Nの計算は時刻 $t=n$ 期間に行う。

【0026】本発明の復号回路の枝メトリックの補正について説明する。例えば時刻 $t=n$ において、信号C ( $x_0$ ,  $x_1$ ) に雑音Nが加わった受信点C+Nの、信号C側の識別点28 ( $x_0$ ,  $x_1$ ) に対する枝メトリック $mb(0)$ と、識別点29 ( $-x_0$ ,  $-x_1$ ) に対する枝メトリック $mb(1)$ を考え、次の時刻 $t=n+1$ では、“状態 $S_{00}$ の状態メトリック ( $t=n$ )” +  $mb(0)$ と、“状態 $S_{01}$ の状態メトリック ( $t=n$ )” +  $mb(1)$ の値の小さい方のパスが選択され、状態 $S_{00}$ の状態メトリックは小さい方の値になる。

【0027】C/Nの違いによる受信点の領域を図6によ



って説明する。図6は、本発明の復号回路の一実施例のC/Nの違いによる受信点の領域を示す図である。CN<sub>1</sub><C/Nの場合（図6(a)参照）、受信点C+Nが存在する領域は識別点28の近傍（図6(a)の斜線部）であり、雑音Nの大きさによって受信点が第1象限から移動することはない。故に“状態S<sub>00</sub>の状態メトリック”+mb(0)と、

“状態S<sub>01</sub>の状態メトリック”+mb(1)の値の小さい方のパスを選択すれば良い。この場合は枝メトリックの補正をする必要がなく、枝メトリックmbをそのまま使うので補正係数a=1とする。これより枝メトリックはa×mb=mbとなる。但し枝メトリックの最大値はmb<sub>max</sub>とする。例えば、識別点28(+1, +1)、信号C=√2、雑音N=(√2)/3とすると、CN<sub>1</sub>は次のようになる。即ち、  
CN<sub>1</sub>=(√2)/((√2)/3)

=3(真値)=20×log<sub>10</sub>3=9.54≒10(dB)

【0028】C/N<CN<sub>0</sub>の場合（図6(b)参照）、受信点C+Nが存在する領域は図6(b)の斜線部であり、雑音Nの大きさによって受信点が第1象限から移動することがある。故に“状態S<sub>00</sub>の状態メトリック”+mb(0)と、“状態S<sub>01</sub>の状態メトリック”+mb(1)の値の小さい方のパスを選択することができない。そこで枝メトリックmb(0)とmb(1)に補正係数a=1/mb<sub>max</sub>を掛けて、各枝メトリックの値を1以下にする。次に“状態S<sub>00</sub>の状態メトリック”+mb(0)と、“状態S<sub>01</sub>の状態メトリック”+mb(1)の値の小さい方のパスを選択する。つまり枝メトリックの最大値はmb<sub>max</sub>であるから、仮に枝メトリックの値がmb<sub>max</sub>であっても、mb<sub>max</sub>で割ってやることで、枝メトリックの値を1にすることができる。

【0029】このようにして値1以下に補正された枝メトリックが状態メトリックに加算されると、パスの選択

時において、比較される状態メトリックの大きさは、加算される枝メトリックの値よりも、過去の状態メトリックの値の方が支配的になる。つまり枝メトリックの値を1以下にする事で、状態メトリックに対する寄与率を最小限にして、過去の状態メトリックに重きを置いてパスの選択を行う。例えば識別点28(+1, +1)、信号C=√2、雑音N=1とすると、CN<sub>0</sub>は次のようになる。即ち、  
CN<sub>0</sub>=(√2)/1

=√2(真値)=20×log<sub>10</sub>(√2)=3.01≒3(dB)

【0030】CN<sub>0</sub><C/N<CN<sub>1</sub>の場合（図6(c)参照）は、受信点C+Nが存在する領域は図6(c)の斜線部あり、雑音Nの大きさによって受信点が第1象限から移動することはない。故に“状態S<sub>00</sub>の状態メトリック”+mb(0)と、“状態S<sub>01</sub>の状態メトリック”+mb(1)の値の小さい方のパスを状態メトリックとして選択すれば良い。しかしCN<sub>1</sub><C/Nの場合に比べ、受信点C+Nは識別点28から離れているので、枝メトリックの値は大きくなる。つまり枝メトリックの状態メトリックへの寄与率が大きくなる。これを防ぐために枝メトリックの値mbに補正係数a=a'(1/mb<sub>max</sub><a'<1)を掛け、枝メトリックの値を小さくし、状態メトリックに対する寄与率を小さくする。つまり過去の状態メトリックに重きを置いてパスの選択を行う。図7に枝メトリックの補正関数を示す。図7は本発明の復号回路のC/Nの値と補正係数aとの関係の一実施例を表す図である。横軸は、C/Nの値、縦軸が補正係数aである。CN<C/N<sub>0</sub>の場合は補正係数a=1/mb<sub>max</sub>、C/N<sub>0</sub>≤CN≤C/N<sub>1</sub>の場合は補正係数a=a'、ただし、a'はC/Nの関数で、次の式(5)とする。

【数7】

$$a'(CN) = \frac{(1 - \frac{1}{mb_{max}})}{(CN_1 - CN_0)} \times CN + 1 - \frac{(1 - \frac{1}{mb_{max}})}{(1 - \frac{CN_0}{CN_1})} \quad \dots\dots\dots \text{式(5)}$$

上記実施例では、補正係数a'は、1/mb<sub>max</sub>と1の間の、一次関数で表したCNの関数であるが、一時関数である必要はなく、他に例えば、CNが小さくなると補正係数a'の値が急減するような関数であっても良い。

【0031】図8は本発明の復号回路のC/Nと補正係数aの関係の一実施例を示す図である。図8では、図2で説明した平均雑音電力計算回路と、図3で説明した瞬時受信信号電力計算回路、図4で説明したC/N計算回路を用いている。3は自動利得制御回路、5は復号器、30は識別値di生成部、31は識別値dq生成部、32と33は絶対値回路、34と35は累積加算器、36と37はラッチ、38～41は自乗回路、42と43は加算回路、44と45は平方根回路、46と47はシフトレジスタ、48と49は除算回路、50と51は減算器、53と54は除算回路、55は累積数Mである。

【0032】図8において、自動利得制御回路3は直交変調波信号の受信振幅値1と2を振幅補正する。平均雑音

電力計算回路56は振幅補正した信号の振幅値から平均雑音電力N<sub>ave</sub>を求める。瞬時受信信号電力計算回路57は振幅補正した信号の振幅値から瞬時受信信号電力(C+N)<sub>inst</sub>を求める。C/N計算回路58は瞬時受信信号電力(C+N)<sub>inst</sub>と平均雑音電力N<sub>ave</sub>との比(C+N)<sub>inst</sub>/N<sub>ave</sub>から信号電力対雑音電力比C/Nを求める。復号器5は式(1)で示した補正を行って軟判定復号する。このようにしてC/Nが低い場合、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくして、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行う。

【0033】

【発明の効果】本発明によれば、C/Nが低い場合、枝メトリックの状態メトリックへの寄与率を小さくして、過去の状態メトリックに重きを置いてパス選択を行うことができる。

【図面の簡単な説明】



【図1】 本発明の復号回路の一実施例の構成を示すブロック図。

【図2】 本発明の平均雑音電力計算回路の一実施例の構成を示すブロック図。

【図3】 本発明の瞬時受信信号電力計算回路の一実施例の構成を示すブロック図。

【図4】 本発明のC/N計算回路の一実施例の構成を示すブロック図。

【図5】 本発明の復号回路の一実施例の動作タイミングを示す図。

【図6】 本発明の復号回路の一実施例のC/Nの違いによる受信点の領域を示す図。

【図7】 本発明の復号回路のC/Nと補正係数aの関係の一実施例を示す図。

【図8】 本発明の復号回路の一実施例の構成を示すブロック図。

【図9】 従来の復号回路の構成を示すブロック図。

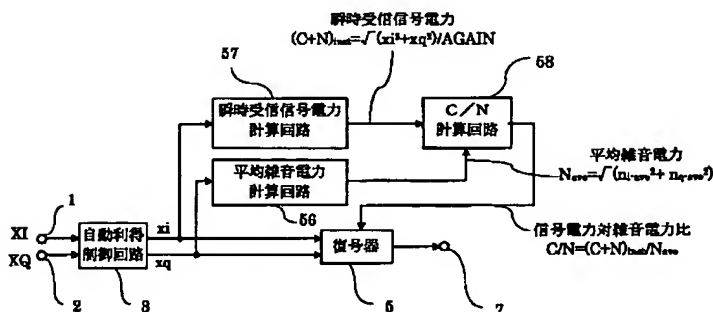
【図10】 入力情報系列の復号動作を説明するためのトレリス線図。

【図11】 C/Nが低い場合の受信点を示すI-Q平面図。

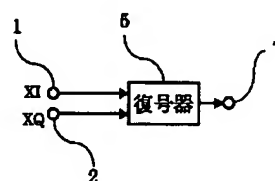
【符号の説明】

1, 2: 入力端子、 3: 自動利得制御回路、 5: 復号器、 7: 出力端子、 26: 生き残りパス、 28, 29: 識別点、 30, 31: 識別値生成部、 32, 33: 絶対値回路、 34, 35: 累積器、 36, 37: ラッチ、 38, 39, 40, 41: 自乗回路、 42, 43: 加算回路、 44, 45: 平方根回路、 46, 47: シフトレジスタ、 48, 49: 除算回路、 50, 51: 減算器、 52: 自動利得制御回路の利得、 53, 54: 除算回路、 55: 累積数M生成部、 56: 平均雑音電力計算回路、 57: 瞬時受信信号電力計算回路、 58: C/N計算回路、 59, 60: 加算回路、 61, 62: 累積レジスタ。

【図1】



【図9】



【図2】

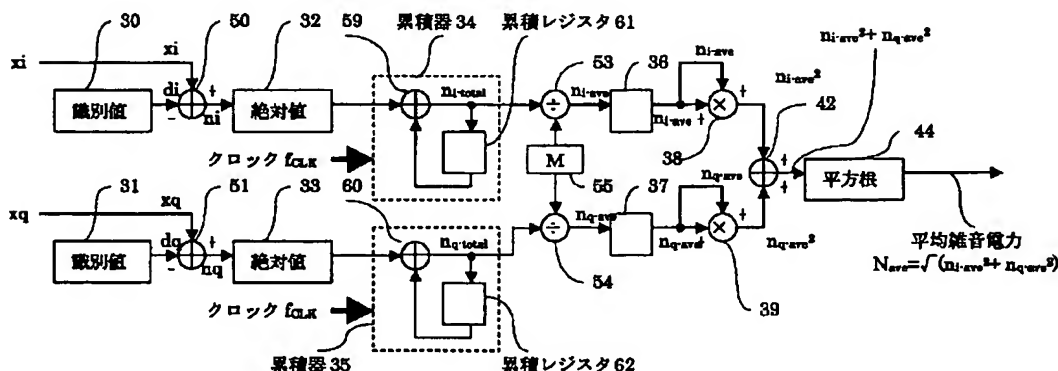


Figure 1 is a block diagram of a signal processing circuit. The circuit takes two inputs,  $x_i$  (labeled 2) and  $x_q$  (labeled 3), and a clock signal  $f_{clk}$  (labeled 4). These inputs pass through shift registers (46 and 47) to produce  $x_i^2$  (labeled 40) and  $x_q^2$  (labeled 41). These squared signals are then added to the original signals  $x_i$  and  $x_q$  to produce  $x_i^2 + x_q^2$  (labeled 43). This sum is then passed through a square root block (48) to produce the instantaneous received signal power  $(C+N)_{inst} = \sqrt{x_i^2 + x_q^2}$  (labeled 45). The final output is labeled 52.

〔圖4〕 C/N計算回路

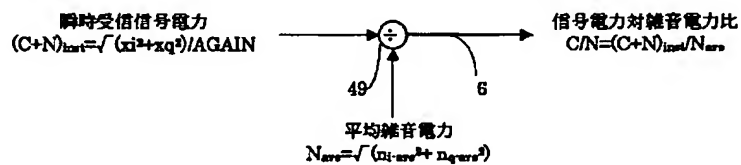
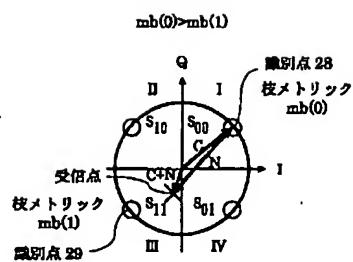
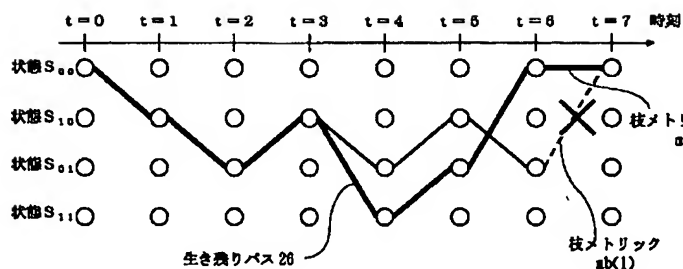


Figure 1 illustrates the comparison between the proposed method and the conventional method. The timeline is divided into two periods:  $t = n-1$  and  $t = n$ . The proposed method (left) shows a sequence of operations:  $(C+N)_{max}$ ,  $(C+N)_{max}$ , ...,  $(C+N)_{max}$ . The conventional method (right) shows a sequence of operations:  $(C+N)_{max}$ ,  $(C+N)_{max}$ , ...,  $(C+N)_{max}$ . The proposed method is shown to be more efficient than the conventional method.

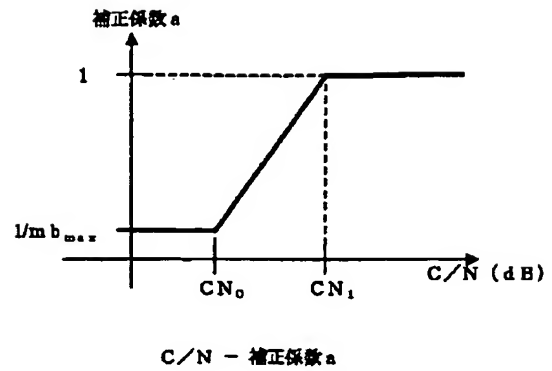
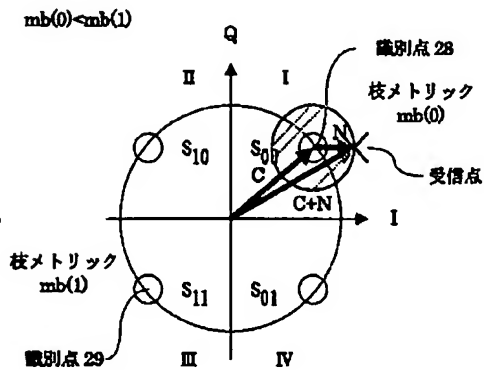
【図 1 1】



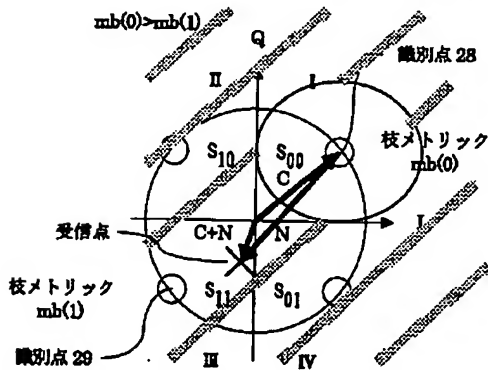
【図6】

【図7】

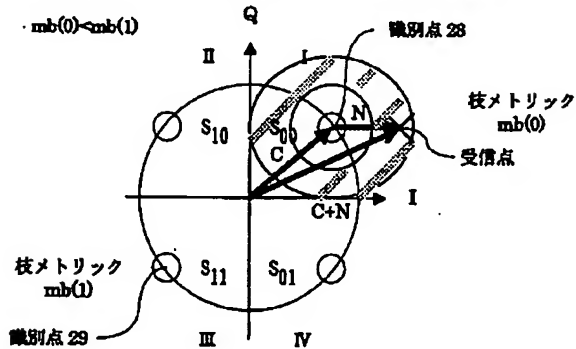
【図6 (a)]  $C/N \geq CN_1$  の場合の受信点の領域



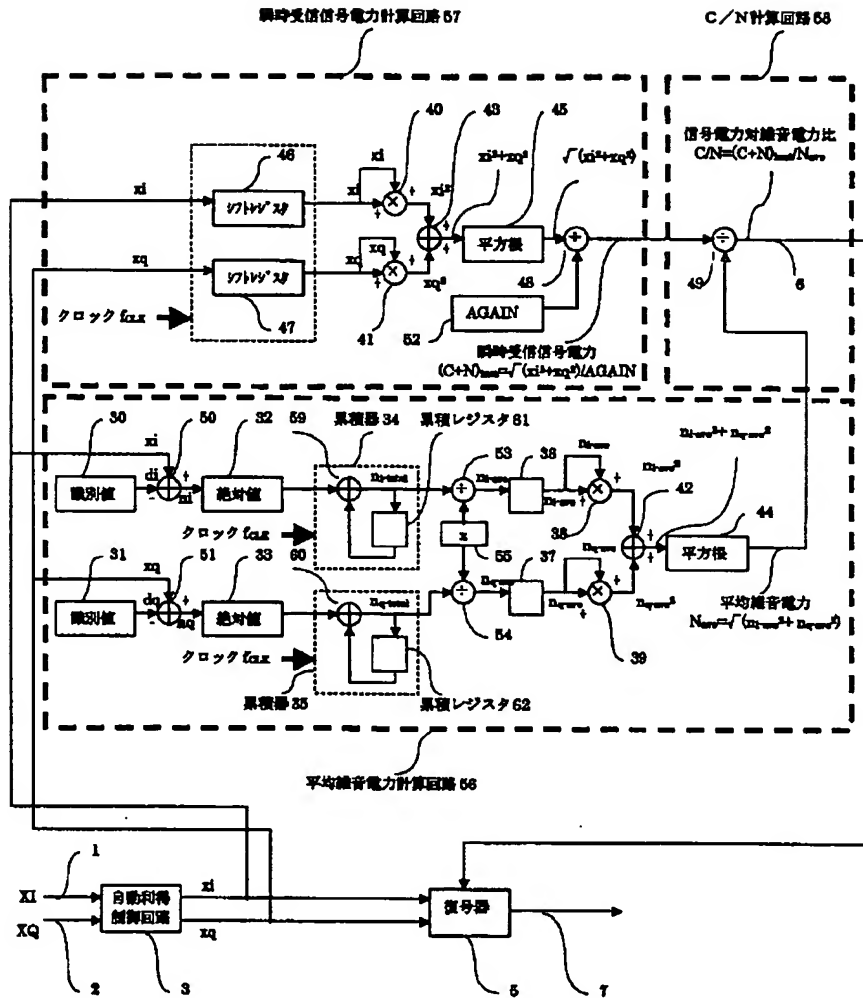
【図6 (b)]  $C/N \leq CN_0$  の場合の受信点の領域



【図6 (c)]  $CN_0 \leq C/N \leq CN_1$  の場合の受信点の領域



【図 8】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5B001 AA10 AD06  
 5J065 AA01 AB01 AC02 AD10 AF02  
 AG05 AH02 AH03 AH05 AH06  
 AH12 AH21  
 5K004 AA08 JA02 JD05 JH03 JJ10  
 5K014 AA01 BA10 BA11 EA01 FA11  
 GA01 HA05

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**